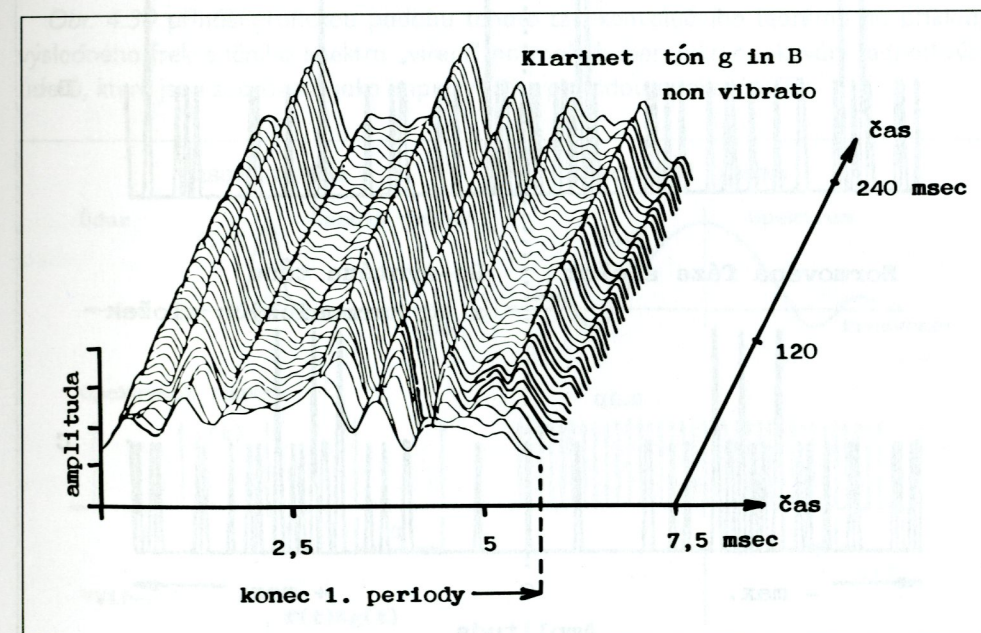


Obr. 4.27 Časový průběh řečového signálu

4.3 Metody zvukové analýzy

Konkrétní metodiku analýzy zvukového signálu v hudební akustice určuje především složitost vztahů mezi jeho objektivními vlastnostmi a jejich subjektivní reflexí ve sluchovém vjemu. Přestože analýza je spojována především s rozбором frekvenčních vlastností signálu ve smyslu fourierovského pojetí jeho struktury, existuje řada metod, které jsou autonomně zaměřeny na časovou doménu signálu.

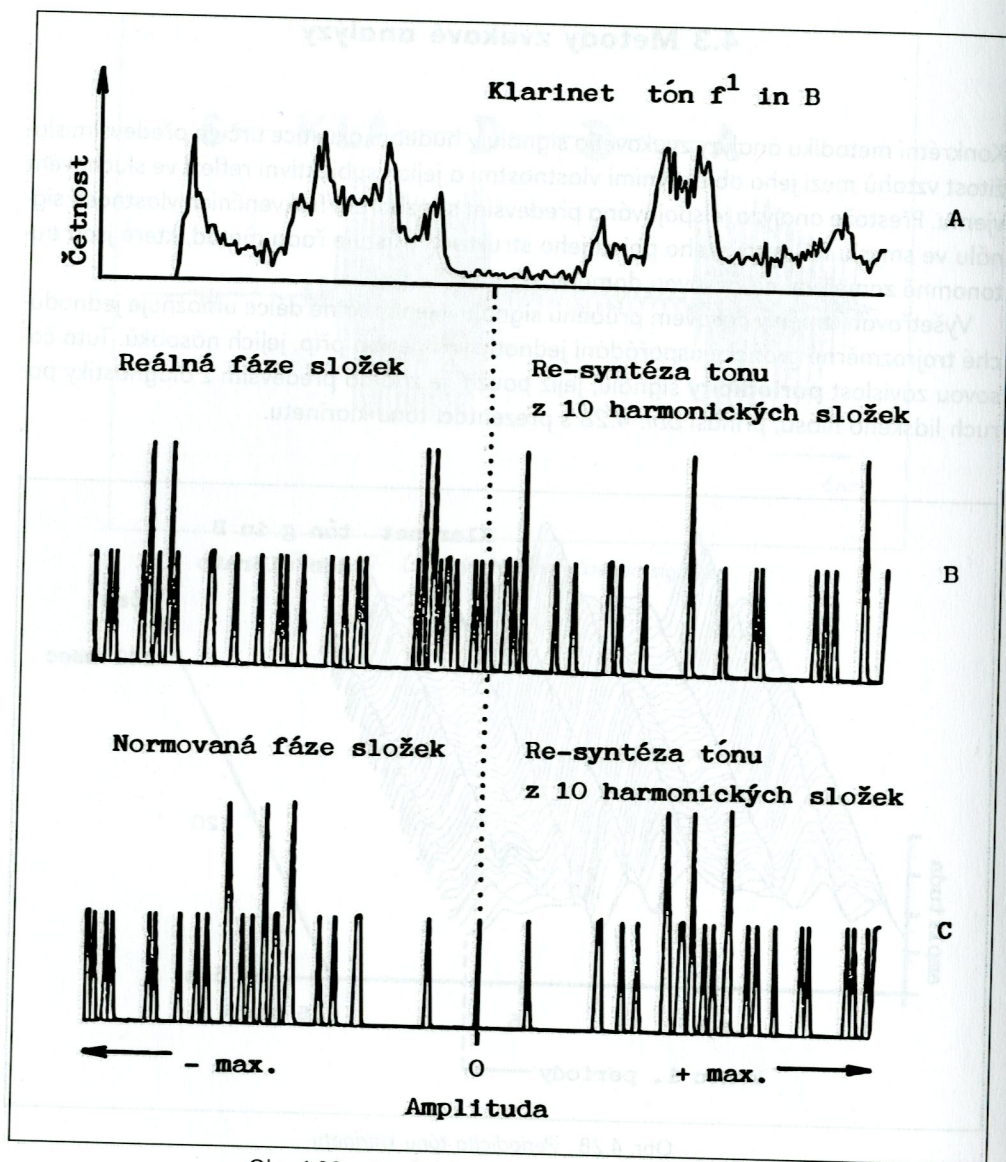
Vyšetřování změn v časovém průběhu signálu v jeho reálné délce umožňuje jednoduché trojrozměrné grafické uspořádání jednotlivých period příp. jejich násobků. Tuto časovou závislost **periodicity** signálu, jejíž použití je známo především z diagnostiky poruch lidského hlasu, přináší obr. 4.28 s prezentací tónu klarinetu.



Obr. 4.28 Periodicita tónu klarinetu

Tvarové dispozice časového signálu, které odrážejí též fázové poměry frekvenčních složek, lze vyjádřit také **histogramem** amplitud, tj. četností výskytu jejich velikostí v pravidelných časových intervalech (např. u jednotlivých vzorků digitálního signálu). Na obr. 4.29 je uveden histogram reálného tónu klarinetu (A), dále histogram tónu získaného zpětnou syntézou (re-syntézou) z prvních deseti harmonických složek při zachování jejich původních fázových vztahů (B) a histogram téhož tónu po normování fáze, tj. „sfázování“ harmonických složek (C).

Uvedené metody jsou orientovány především na signály tónového charakteru a nehodí se pro analýzu stochastických signálů nebo signálů s podílem stochastické složky,



Obr. 4.29 Amplitudové histogramy tónu klarinetu

např. šumu. Pro tento typ signálů se používají korelační funkce. **Autokorelační funkce** $R(\tau)$ dovoluje posoudit, zda se v signálu $f(t)$ nevyskytují skryté periodicky se opakující složky (např. odrazy), které mohou ovlivnit vjem barvy zvuku v uzavřeném prostoru. **Vzájemná korelační funkce** $R_{12}(\tau)$ posuzuje obdobné jevy mezi dvěma různými nahodilými signály $f_1(t)$ a $f_2(t)$.

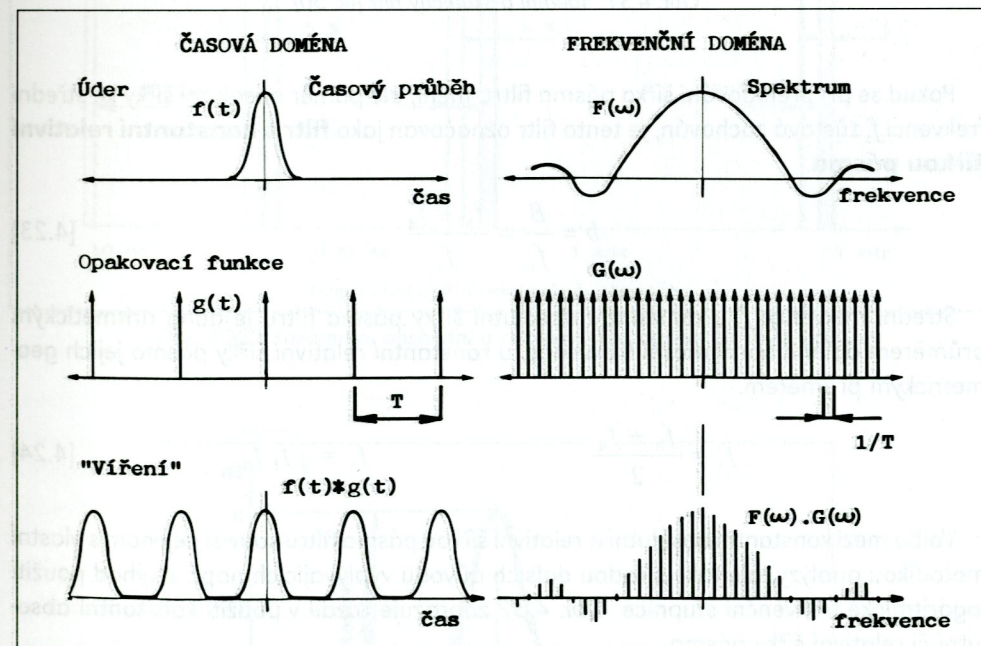
$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)f(t+\tau)dt \quad R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(t)f_2(t+\tau)dt \quad [4.20]$$

V časové doméně se používá celá řada dalších metod analýzy, které jsou orientovány už na zcela konkrétní problémy související také se zpětnou syntézou zvuku či tónu, např. proces „sledování“ (demodulace) obálky tónu aj.

Pro jednoduchou analýzu ve frekvenční doméně bývá používána klasická analogová metoda **pásmová filtrace** signálu. Jako pásmový filtr je označován elektronický obvod, který přenáší elektrický signál pouze ve vymezeném, často velmi úzkém frekvenčním intervalu. Ve frekvenční doméně představuje filtrace, resp. výsledné spektrum filtrovaného signálu $H(\omega)$ součin spektra nefiltrovaného signálu $F(\omega)$ a frekvenční charakteristiky filtru $G(\omega)$. V časové doméně tomuto součinu odpovídá **konvoluce** $H(t)$ časového průběhu signálu $f(t)$ a časové impulzní odezvy filtru $g(t)$.

$$H(\omega) = F(\omega) \cdot G(\omega) \quad h(t) = f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)g(t-\tau)d\tau \quad [4.21]$$

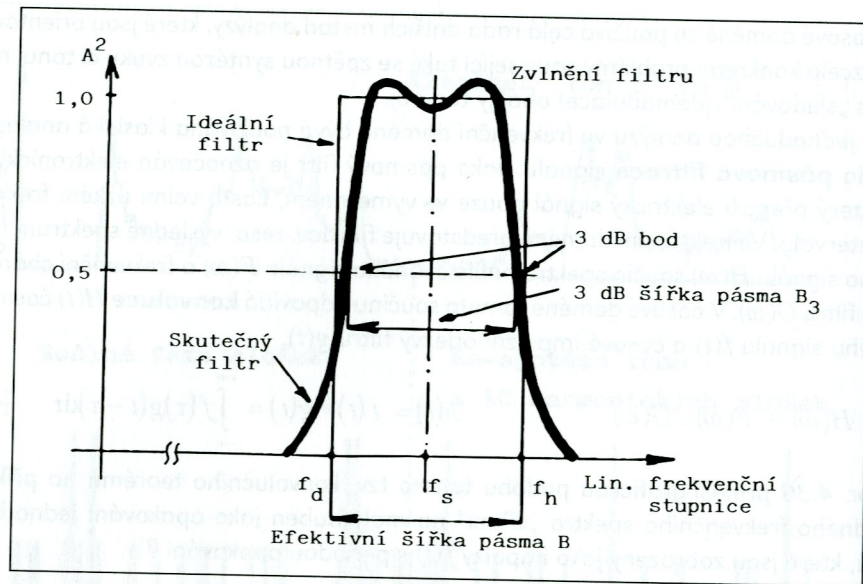
Obr. 4.30 přináší grafickou podobu tohoto tzv. konvolučního teorému na příkladu výsledného frekvenčního spektra „víření“ na malý buben jako opakování jednotlivých úderů, které jsou zobrazeny jako impulzy $f(t)$ s periodou opakování T .



Obr. 4.30 Periodické opakování impulzů - úderů na malý buben (lit. 50)

Vlastnosti pásmového filtru jsou charakterizovány **šířkou pásma B**, dolní mezní frekvencí f_d a horní mezní frekvencí f_h (viz obr. 4.31). Pro účely spektrální analýzy bývá filtr přeladován po frekvenční ose, a to buď plynule nebo skokem. Pokud se při přeladování šířka filtru nemění, jedná se o **filtr s konstantní absolutní šířkou pásma**.

$$B = f_h - f_d \quad [4.22]$$



Obr. 4.31 Ideální a skutečný filtr (lit. 50)

Pokud se při přeladování šířka pásma filtru mění, ale poměr absolutní šířky ke střední frekvenci f_s zůstává zachován, je tento filtr označován jako **filtr s konstantní relativní šířkou pásma**.

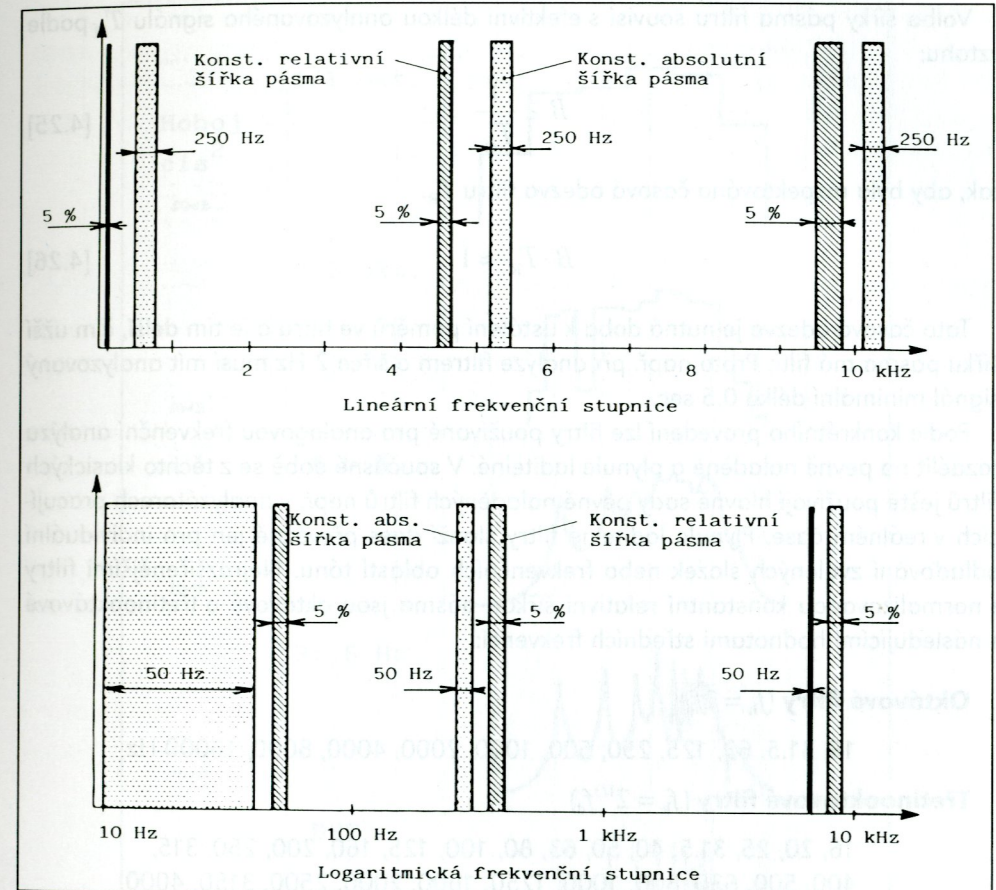
$$b = \frac{B}{f_s} = \frac{f_h - f_d}{f_s} \quad [4.23]$$

Střední frekvence f_s u konstantní absolutní šířky pásma filtru je dána aritmetickým průměrem dolní a horní mezní frekvence, u konstantní relativní šířky pásma jejich geometrickým průměrem.

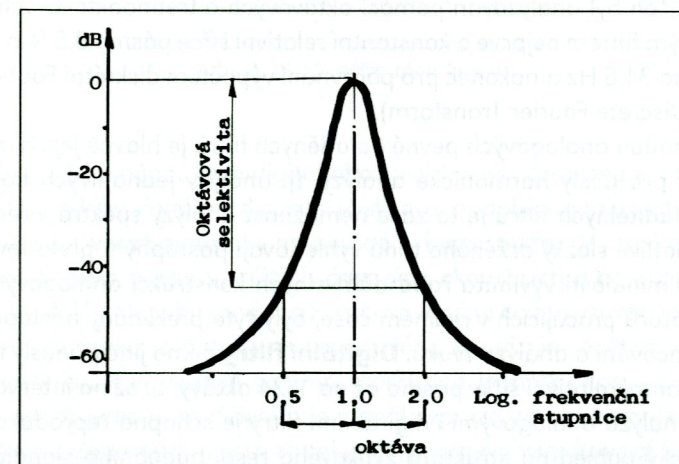
$$f_s = \frac{f_h + f_d}{2} \quad f_s = \sqrt{f_h f_d} \quad [4.24]$$

Volba mezi konstantní absolutní a relativní šířkou pásma filtru souvisí nejenom s vlastní metodikou analýzy, ale také s řadou dalších důvodů vyplývajících např. z výhod použití logaritmické frekvenční stupnice. Obr. 4.32 zobrazuje rozdíl v použití konstantní absolutní či relativní šířky pásma.

Skutečný filtr (viz obr. 4.31), resp. jeho charakteristika se od teoretického ideálního filtru liší. **Efektivní šířka** pásma je taková šířka ideálního filtru, který přenese stejný výkon šumového signálu jako odpovídající skutečný filtr. V praxi je šířka pásma skutečného filtru vymezena jeho šířkou mezi tzv. 3 dB body, které odpovídají charakteristice filtru s polovičním přenášeným výkonem. U filtru s konstantní absolutní šířkou je jeho charakteristika symetrická vůči lineární frekvenční ose. U filtru s konstantní relativní šířkou, který má charakteristiku symetrickou vůči logaritmické frekvenční ose, se šířka filtru udává prostřednictvím jeho **oktávové selektivity** (obr. 4.33).



Obr. 4.32 Konstantní absolutní a relativní šířka pásma filtru (lit. 50)



Obr. 4.33 Oktávová selektivita filtru (lit. 50)

Volba šířky pásma filtru souvisí s efektivní délkou analyzovaného signálu T_{ef} podle vztahu:

$$B \geq \frac{1}{T_{ef}} \quad [4.25]$$

tak, aby byla respektována časová odezva filtru T_R .

$$B \cdot T_R \approx 1 \quad [4.26]$$

Tato časová odezva je nutná doba k ustálení poměrů ve filtru a je tím delší, čím užší šířku pásma má filtr. Proto např. při analýze filtrem o šířce 2 Hz musí mít analyzovaný signál minimální délku 0.5 sec.

Podle konkrétního provedení lze filtry používané pro analogovou frekvenční analýzu rozdělit na pevně naladěné a plynule laditelné. V současné době se z těchto klasických filtrů ještě používají hlavně sady pevně naladěných filtrů např. v analyzátoch pracujících v reálném čase. Plynule laditelné filtry slouží dnes převážně jen pro individuální odlaďování zvolených složek nebo frekvenčních oblastí tónu. Nejrozšířenějšími filtry s normalizovanou konstantní relativní šířkou pásma jsou oktávové a třetinooktávové s následujícími hodnotami středních frekvencí:

Oktávové filtry ($f_h = 2f_d$)

16, 31.5, 63, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000, 16000 Hz

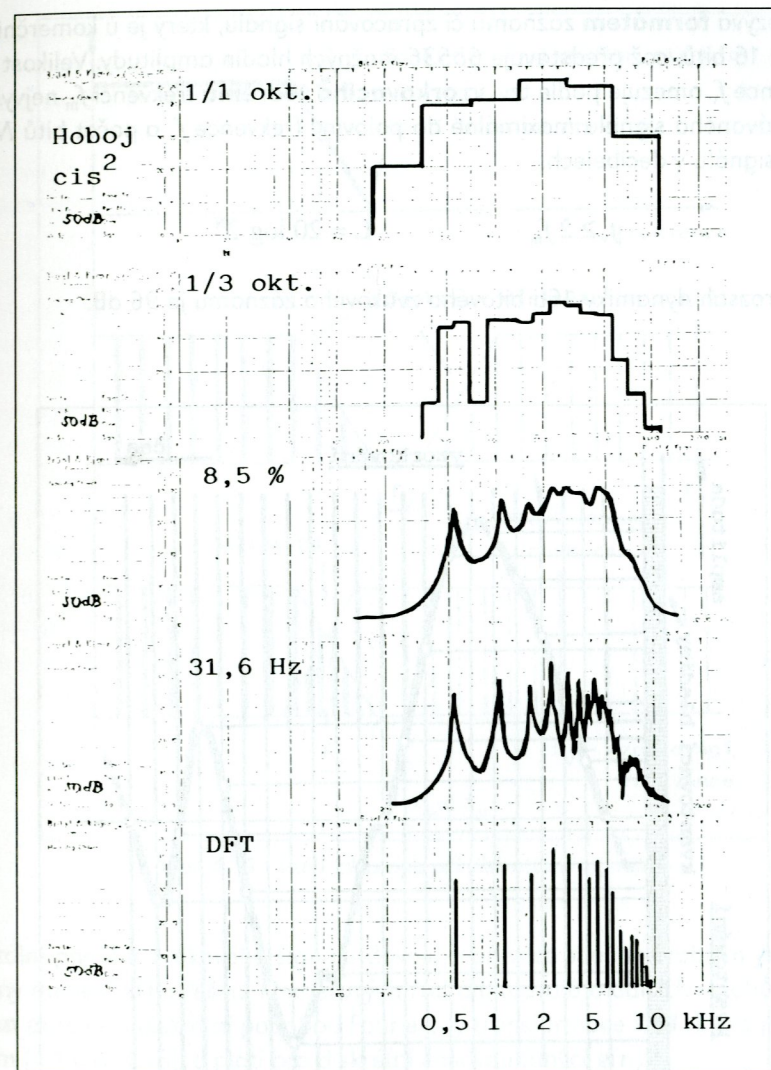
Třetinooktávové filtry ($f_h = 2^{1/3}f_d$)

16, 20, 25, 31.5, 40, 50, 63, 80, 100, 125, 160, 200, 250, 315, 400, 500, 630, 800, 1000, 1250, 1600, 2000, 2500, 3150, 4000, 5000, 6300, 8000, 10000, 12500, 16000, 20000 Hz

Rozlišovací schopnost různého typu filtru při spektrální analýze tónu hoboje je zřejmá z obr. 4.34. Tón byl analyzován pomocí oktávového a třetinooktávového filtrů, dále plynule laditelným filtrem nejprve o konstantní relativní šířce pásma 8.5 % a pak o absolutní šířce pásma 31.6 Hz a nakonec pro porovnání výpočtem diskretní Fourierovy transformace DFT (Discrete Fourier Transform).

Velkou nevýhodou analogových pevně naladěných filtrů je hlavně jejich malá rozlišovací schopnost pro účely harmonické analýzy, tj. analýzy jednotlivých harmonických složek tónu. U laditelných filtrů je to zase nemožnost analýzy spektra v reálném čase, protože se jednotlivé složky drženého tónu vyhledávají postupným přeladováním filtru. Přestože byla v minulosti vyvinuta řada důmyslných konstrukcí analogových úzkopásmových analyzátorů pracujících v reálném čase, byly tyto překonány nástupem digitální techniky ve zpracování a analýze zvuku. **Digitální filtry** mimo jiné přinesly též možnost ještě užší konstantní relativní šířky pásma až na 1/24 oktávy, tj. až na interval čtvrttónu.

Frekvenční analýza analogovými i digitálními filtry je schopna reprodukovat převážně jenom statický pohled na strukturu zvukového resp. hudebního signálu ve smyslu dvojrozměrných spekter promítajících se do harmonické roviny (viz obr. 4.2). Dynamické



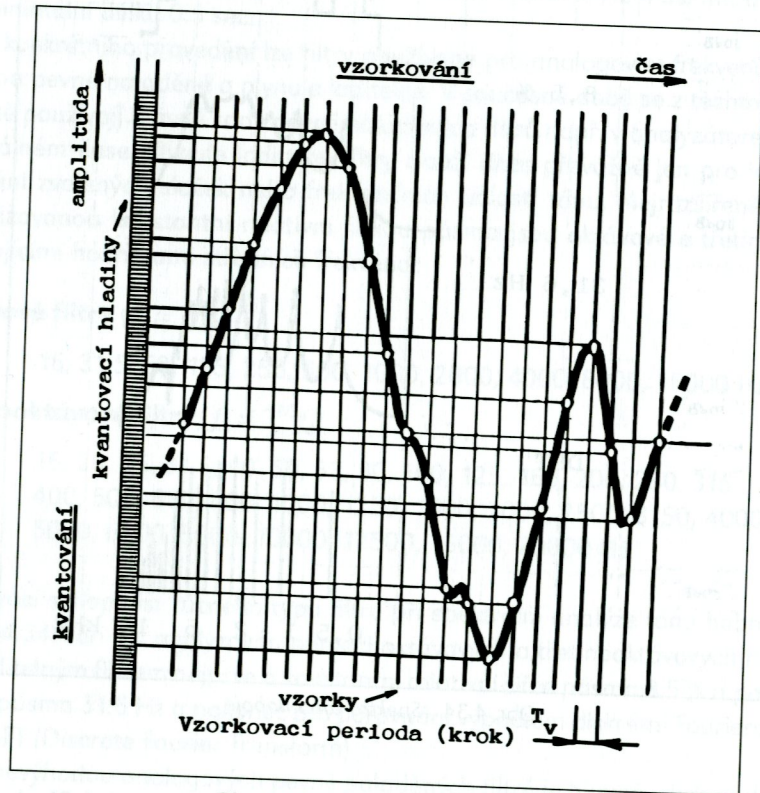
Obr. 4.34 Spektra tónu hoboje

pojetí signálu je již doménou jeho digitálního (číslíkového) zpracování. Přechod od analogové (spojité) podoby signálu k digitální (číslíkové) podobě signálu vede přes jeho **diskretizaci** v čase – **vzorkování**, i v amplitudě – **kvantování**. V praxi to znamená, že signál nabývá hodnot pouze v určitých časových okamžicích a na určitých hladinách amplitudy (obr. 4.35). Digitální podoba zpracovávaného či analyzovaného signálu resp. jeho vymezeného úseku je potom reprezentována konečným počtem čísel – **vzorků** o konečné přesnosti. Čím vyšším počtem vzorků (za jednotku času) a větším počtem hladin, resp. jejich jemnějším dělením je signál reprezentován, tím přesněji odpovídá své realitě. Počet odebraných vzorků za sekundu se nazývá **vzorkovací frekvencí**, např. u zvukového záznamu na CD 44.1 kHz, počet hladin amplitudy vyjádřený v binární po-

době se nazývá **formátem** záznamu či zpracování signálu, který je u komerčního zvukového CD 16 bitů, což představuje 65536 možných hladin amplitudy. Velikost vzorkovací frekvence f_v omezuje podle tzv. **vzorkovacího teoremu** frekvenci f_m nejvyšší složky zpracovávaného signálu maximálně do poloviny frekvence f_v a počet bitů N určuje dynamiku signálu v decibelech.

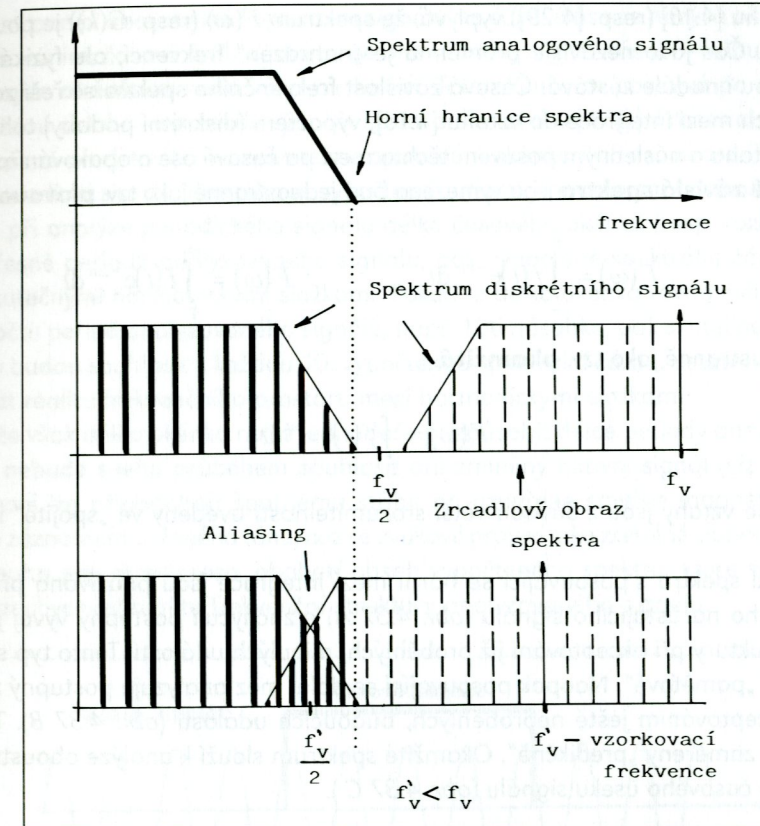
$$f_v \geq 2f_m \quad L = 20 \log 2^N \quad [4.27]$$

Teoretický rozsah dynamiky 16ti bitového zvukového záznamu je 96 dB.



Obr. 4.35 Diskretizace signálu

Omezení frekvenčního rozsahu digitalizovaného signálu souvisí s jevem zvaným **aliasing**, který představuje prolínání reálné polohy spektra se zrcadlovým obrazem jeho opakování na pozici vzorkovací frekvence (viz obr. 4.36). Aliasing přináší nepřijatelné a neodstranitelné zkreslení signálu a jeho vyloučení je nejčastěji realizováno dolnoprostupní filtrací před převodem signálu do digitální podoby nebo podstatným zvýšením vzorkovací frekvence tak, aby byl dodržen vzorkovací teorem.



Obr. 4.36 Vznik aliasingu při diskretizaci signálu

Digitální podoba zvukového signálu dovoluje převést obecný problém jeho analýzy do roviny numerického řešení Fourierových řad a integrálů a dalších vztahů. **Digitální analýza** pracuje s diskretní podobou Fourierovy transformace **DFT**, která je adekvátní vztahům [4.15] a [4.16], a platí pro diskretní časovou funkci $g(n)$

$$g(n) = \sum_{k=0}^{N-1} G(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad [4.28]$$

a pro diskretní spektrální funkci $G(k)$

$$G(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad [4.29]$$

kde $n = 0, 1, \dots, N-1$... odpovídající vzorek v časové doméně,
 $k = 0, 1, \dots, N-1$... odpovídající vzorek ve frekvenční doméně a
 N ... počet vzorků signálu.

U digitální analýzy odpovídá vzorkovanému signálu v časové doméně obdobně vzorkované spektrum ve frekvenční doméně.

Ze vztahu [4.16] (resp. [4.29]) vyplývá, že spektrum $F(\omega)$ (resp. $G(k)$) je pouze funkcí frekvence. Čas jako nezávisle proměnná je „nahrazen“ frekvencí, ale fyzikálně touto proměnnou i nadále zůstává. Časová závislost frekvenčního spektra se řeší zavedením konkrétních mezí integrace do vztahu [4.16], výpočtem (diskrétní podoby) tohoto upraveného vztahu a následným posuvem těchto mezí po časové ose a opakováním výpočtu. **Časově závislá spektra** jsou vymezena buď jednostranně jako tzv. **plovoucí** (tekoucí) nebo oboustranně jako tzv. **okamžitá**.

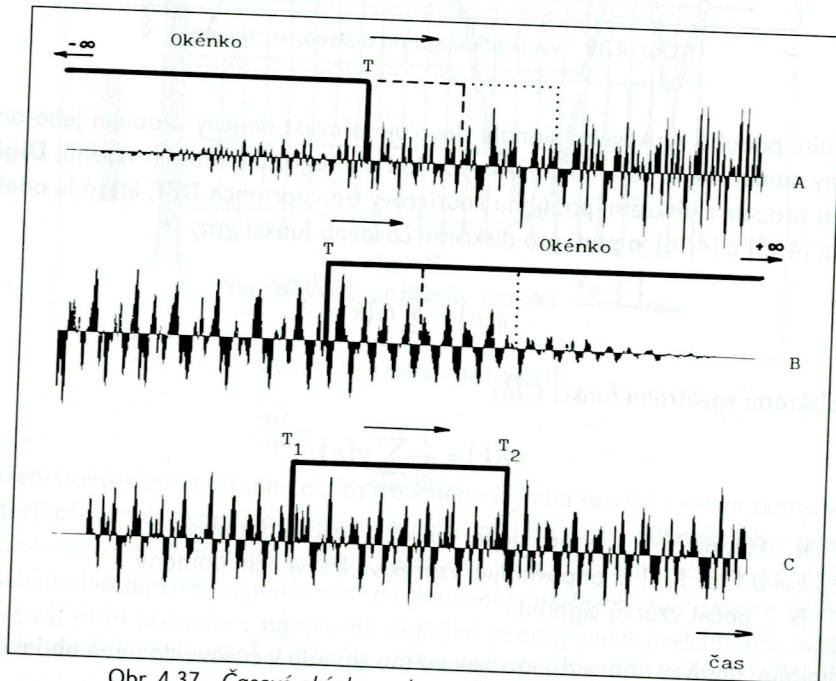
$$F(\omega) = \int_{-\infty}^T f(t) e^{-j\omega t} dt \quad F(\omega) = \int_T^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad [4.30]$$

nebo oboustranně jako tzv. **okamžitá**.

$$F(\omega) = \int_{T_1}^{T_2} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad [4.31]$$

Uvedené vztahy jsou z důvodu větší srozumitelnosti uvedeny ve „spojité“ integrální podobě.

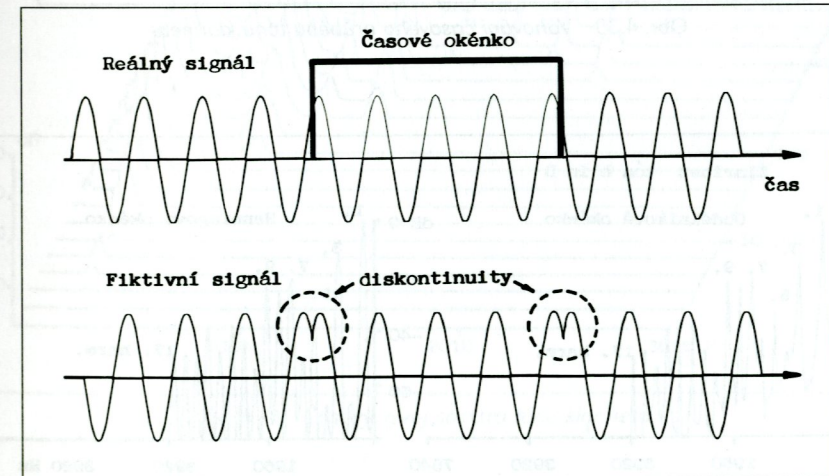
Plovoucí spektra s posouvající se horní mezí integrace jsou používána při analýze proměnného narůstajícího signálu (obr. 4.37 A) a zachycují postupný vývoj jeho frekvenční struktury při akceptování již proběhlých, minulých událostí. Tento typ spektra je zaměřený „paměťově“. Naopak posouvající se dolní mez analyzuje postupný zánik signálu s akceptováním ještě neproběhlých, budoucích událostí (obr. 4.37 B). Tento typ spektra je zaměřený „predikčně“. Okamžitá spektra slouží k analýze oboustranně vymezeného časového úseku signálu (obr. 4.37 C).



Obr. 4.37 Časové okénko u plovoucího a okamžitého spektra

Jednostranně i oboustranně vymezení signálu na časové ose se nazývá okénkováním nebo váhováním, časová funkce, kterou se analyzovaný signál násobí – váhuje, se nazývá **časovým okénkem** nebo váhovou funkcí. Toto okénko se posouvá po časové ose a pro každou polohu se provede výpočet spektra dle vztahu [4.30]. Proces analýzy si lze zjednodušeně představit jako nekonečné opakování okénka na časové ose. Tak vznikne fiktivní periodický signál, u kterého se vypočtou Fourierovým rozvojem harmonické složky. Pokud je při analýze periodického signálu délka časového okénka (resp. rozdíl $T_2 - T_1$) rovna přesně periodě analyzovaného signálu, pak vypočtené spektrální čáry souhlasí s jeho skutečnými harmonickými složkami. Pokud je délka okénka rovna celistvému násobku počtu period analyzovaného signálu, např. 10ti násobku, pak skutečné harmonické složky budou souhlasit s každou 10. vypočtenou spektrální čarou, ostatní čáry budou popisovat realitu frekvenčního prostoru mezi harmonickými složkami.

Protože však délku okénka nelze jednoduše přizpůsobit délce periody analyzovaného signálu, nebude s jeho průběhem souhlasit ani zmíněný fiktivní signál (viz obr. 4.38). Tuto situaci lze připodobnit špatnému střihu na uzavřené smyčce magnetofonového pásku se záznamem drženého tónu, což se zvukově projeví jako zřetelné „lupnutí“. Vzniklá diskontinuita pak zkreslí resp. obohatí obsah vypočteného spektra, které samozřejmě nebude zachycovat realitu frekvenční struktury analyzovaného signálu.

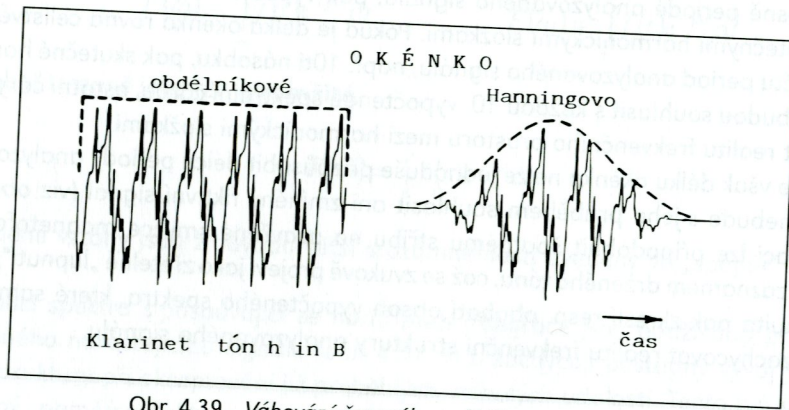


Obr. 4.38 Problém vymezení délky časového okénka

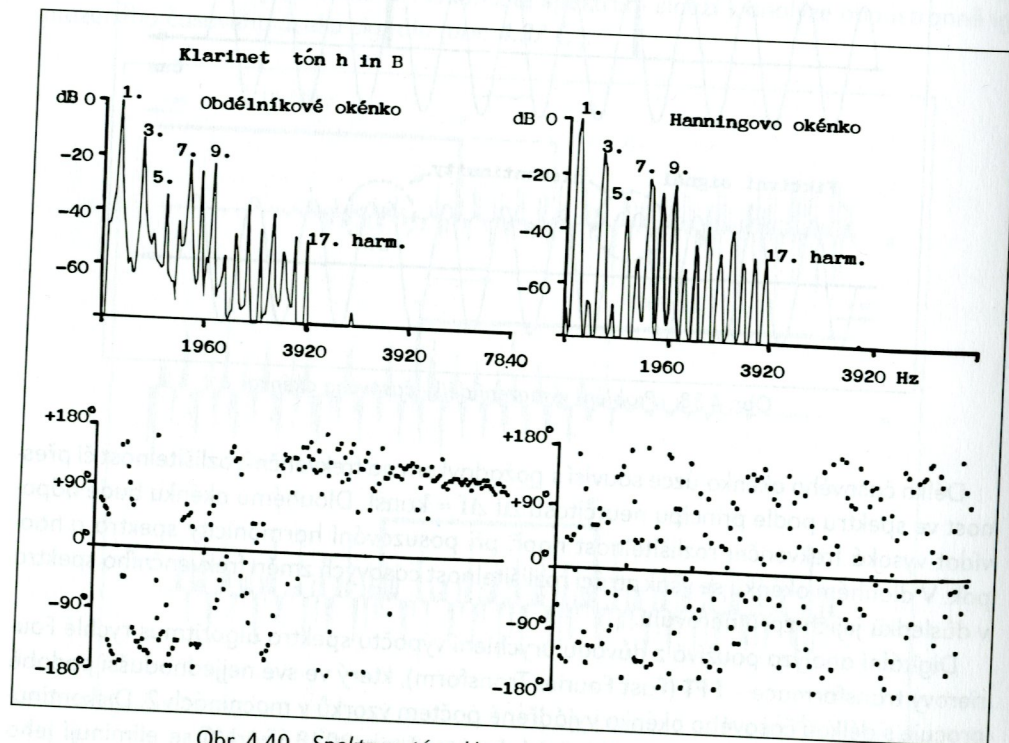
Délka časového okénka úzce souvisí s požadavkem na frekvenční rozlišitelnost či přesnost ve spektru podle principu neurčitosti $\Delta t \Delta f \approx \text{konst.}$ Dlouhému okénku bude odpovídat vysoká frekvenční rozlišitelnost např. při posuzování harmonicity spektra a naopak. V dlouhém okénku se však ztrácí rozlišitelnost časových změn frekvenčního spektra v důsledku jejich zprůměrování.

Digitální analýza používá z důvodu urychlení výpočtu spektra algoritmus rychlé Fourierovy transformace – **FFT** (Fast Fourier Transform), který ve své nejjednodušší podobě pracuje s délkou časového okénka vyjádřené počtem vzorků v mocninách 2. Diskontinuity vzniklé pevným vymezením délky okénka (např. na 2048 vzorků) se eliminují jeho

vhodným tvarem, který ke krajům okénka postupně zmenšuje velikost vzorků nejčastěji na nulovou hodnotu, viz obr. 4.39. Jak je zřejmé z obr. 4.40, použití Hanningova okénka (\cos^2) podstatně sníží úroveň zkreslujících frekvenčních složek ve výkonovém spektru, zejména mezi harmonickými nižšími pořadovými čísly, avšak pozmění fázové spektrum. Míra potlačení zkreslujících složek a změn ve fázovém spektru je závislá na typu (tvaru) časového okénka, proto se v praxi vybírá okénko z několika desítek ustálených typů podle konkrétního zaměření zvukové analýzy.



Obr. 4.39 Váhování časového průběhu tónu klarinetu



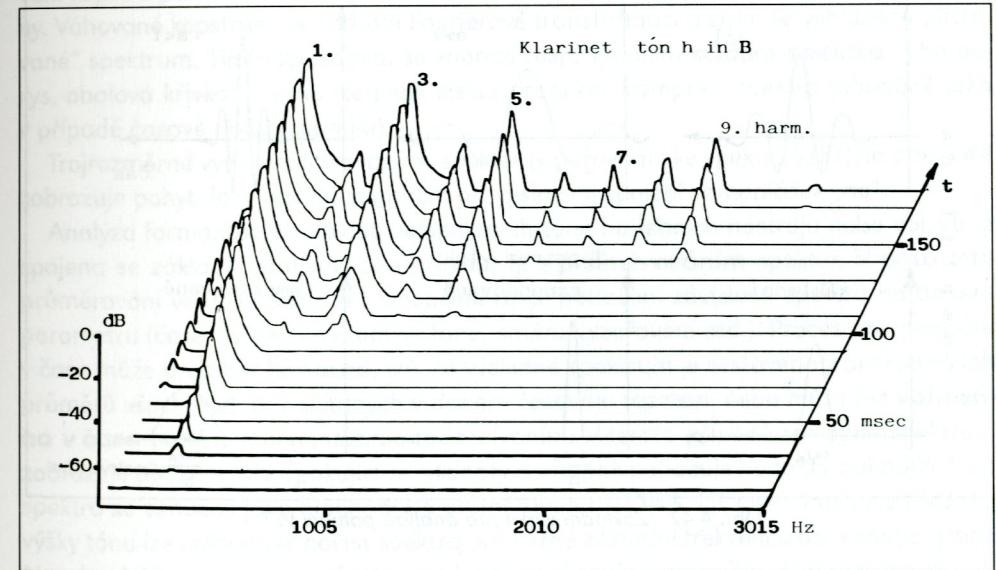
Obr. 4.40 Spektrum tónu klarinetu pro různá časová okénka

Při analýze časového vývoje spektra ovlivňuje rozlišitelnost časových změn jak rychlost posuvu okénka, tak jeho délka i tvar. V každé poloze okénka se provede výpočet tzv. krátkodobé Fourierovy transformace – **STFT** (Short Time Fourier Transform) podle času τ

$$F(\omega, t) = \int_{\tau} f(\tau) \cdot \gamma^*(\tau - t) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad [4.32]$$

kde $\gamma^*(\tau - t)$... komplexně sdružený obraz funkce časového okénka, t ... časový okamžik výpočtu spektra analyzovaného signálu $f(\tau)$.

Na obr. 4.41 je vyneseno časový vývoj výkonového spektra tónu klarinetu výpočtem STFT s obdélníkovým okénkem. Tento vývoj představuje v smyslu obr. 4.2 posun harmonické roviny po časové ose (t).



Obr. 4.41 Časový vývoj spektra tónu klarinetu

Krátkodobou Fourierovu transformaci lze interpretovat také jako analýzu pomocí sady filtrů s konstantní absolutní šířkou pásma, která odpovídá převrácené hodnotě okénkem vymezeného časového intervalu. Při posuvu po časové ose okénko svoji délku nemění.

V řadě případů je však konstantní absolutní šířka nevyhovující, resp. neodpovídající závislosti subjektivního vjemu výšky tónu resp. změny jeho výšky, která probíhá podle Fechnerova-Weberova zákona [2.1]. V tomto případě lze STFT ve výsledku přepočítat na pásmová spektra s konstantní relativní šířkou (např. 1/12 oktávy) nebo na barková pásma (viz kap. 2.5 a obr. 2.10).

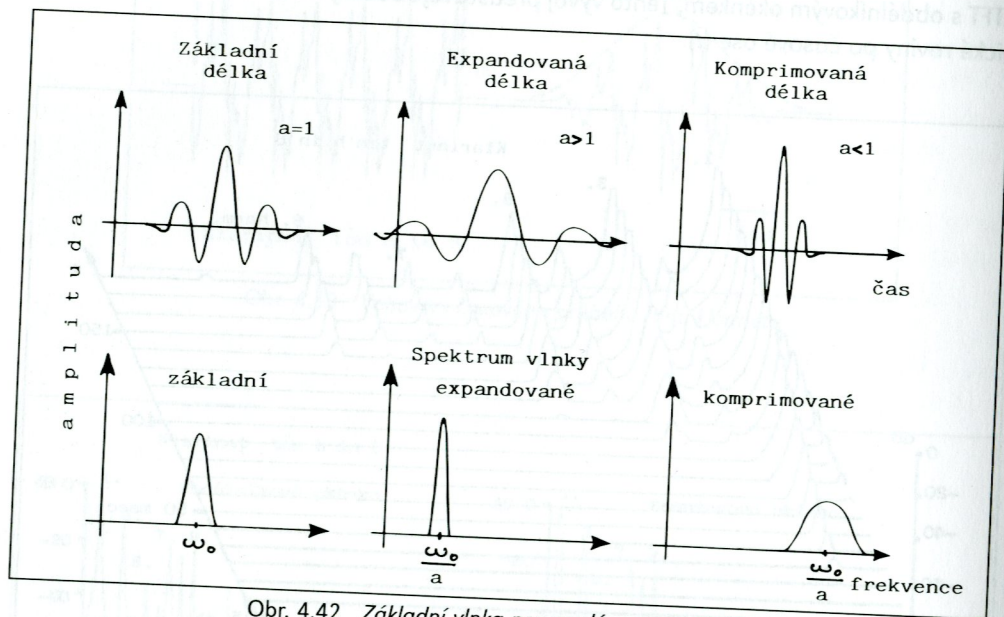
Jako analýzu filtrem s konstantní relativní šířkou pásma lze interpretovat vlnkovou transformaci – **WT** (Wavelet Transform). U této transformace je časové okénko nahrazeno „vlnkou“ proměnného měřítka, která představuje impulzní odezvu filtra posouva-

jícího se po frekvenční ose. Vlnka se potom podobně jako okénko posouvá po časové ose a pro každou polohu se vypočte transformace:

$$WT(a, t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \Psi^* \left(\frac{\tau - t}{a} \right) d\tau \quad [4.33]$$

kde a ... měřítko vlnky ($a = 1$ pro základní délku, která odpovídá dané frekvenci ω_0 , $a > 1$ pro expandovanou, $a < 1$ pro komprimovanou délku a odpovídající frekvenci $\omega = \omega_0/a$), viz obr. 4.42,

$\Psi^* \left(\frac{\tau - t}{a} \right)$... komplexně sdružený obraz vlnkové funkce, t ... časový okamžik výpočtu spektra analyzovaného signálu $f(t)$.



Obr. 4.42 Základní vlnka pro analýzu pomocí WT

Podobně jako nabývají časová okénka nejrůznějších tvarů, tak vlnkové funkce vycházejí z definic celé řady filtrů. Oproti krátkodobé Fourierově transformaci vykazuje vlnková transformace podrobnější rozlišení na nízkých frekvencích, u vysokých frekvencí zase lépe popisuje časové změny. K výhodám této transformace patří např. též možnost analýzy časové závislosti jen jedné vybrané frekvenční složky před zdlohavější analýzou časového vývoje celého spektra tónu.

K dalším metodám analýzy hudebních signálů náleží též Wignerova-Villeova distribuce **WVD**, která na rozdíl od STFT a WT je interpretována jako rozložení energie signálu jak v čase, tak ve frekvenci.

$$WVD(\omega, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f \left(\tau + \frac{t}{2} \right) f^* \left(\tau - \frac{t}{2} \right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad [4.34]$$

kde $f^*(\dots)$... komplexně sdružená funkce analyzovaného signálu $f(\dots)$, t ... časový okamžik výpočtu distribuce.

Nevýhodou této metody analýzy je vznik tzv. křížových členů – nových (ve skutečnosti neexistujících) složek ve spektru (především) stacionárních periodických signálů. Její použití při autonomní analýze hudebních signálů je proto omezené, a to pouze na některé tranzientní a impulzní děje.

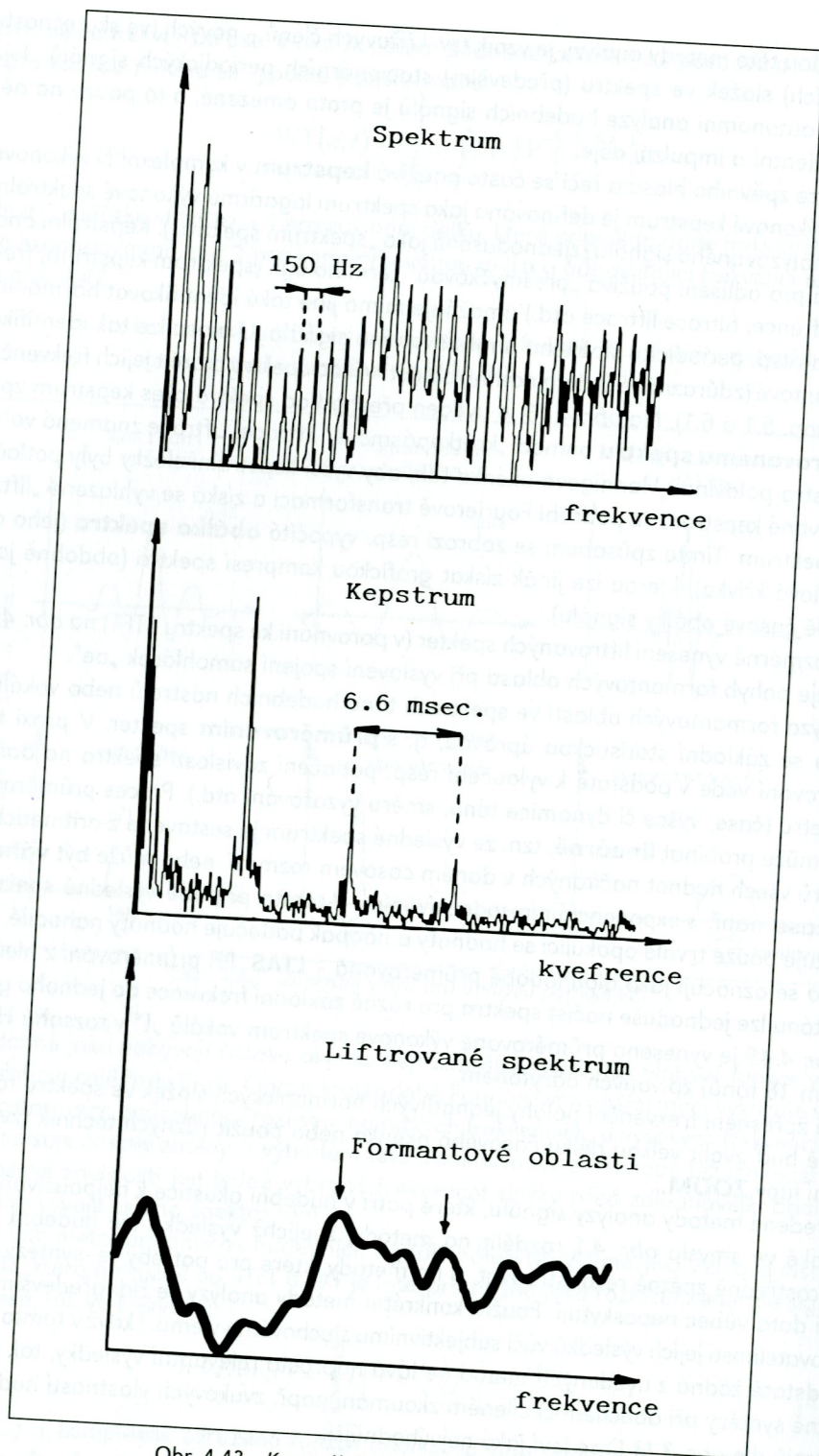
V analýze zpěvního hlasu a řeči se často používá **kepstrum** v komplexní či výkonové podobě. Výkonové kepstrum je definováno jako spektrum logaritmu výkonové spektrální hustoty analyzovaného signálu (zjednodušeně jako „spektrum spektra“). Kepstrální analýza, která pro odlišení používá „přesmyčkovou“ terminologii (spektrum-kepstrum, frekvence-kvefrencence, filtrace-liftrace atd.) umožňuje mimo jiné také identifikovat harmonicitu spektra resp. periodicitu složitějšího analyzovaného signálu. U hlasu lze tak identifikovat formantové (zdůrazněné či dominantní) oblasti v jeho spektru a určit jejich frekvenční polohu (kap. 5.1 a 6.1). Na obr. 4.43 je uveden přechod od spektra přes kepstrum zpět k tzv. **liftrovanému spektru** pomocí „krátkopásmové“ liftrace. Liftrace znamená váhování kepstra polovinou Hannigova okénka tak, aby vyšší kepstrální složky byly potlačeny. Váhované kepstrum se podrobí Fourierově transformaci a získá se vyhlazené „liftrované“ spektrum. Tímto způsobem se zobrazí resp. vypočítá **obálka spektra** (jeho obrys, obalová křivka), kterou lze jinak získat grafickou kompresí spektra (obdobně jako v případě časové obálky signálu).

Trojrozměrné vynesení liftrovaných spekter (v porovnání ke spektru STFT) na obr. 4.44 zobrazuje pohyb formantových oblastí při vyslovení spojení samohlásek „ae“.

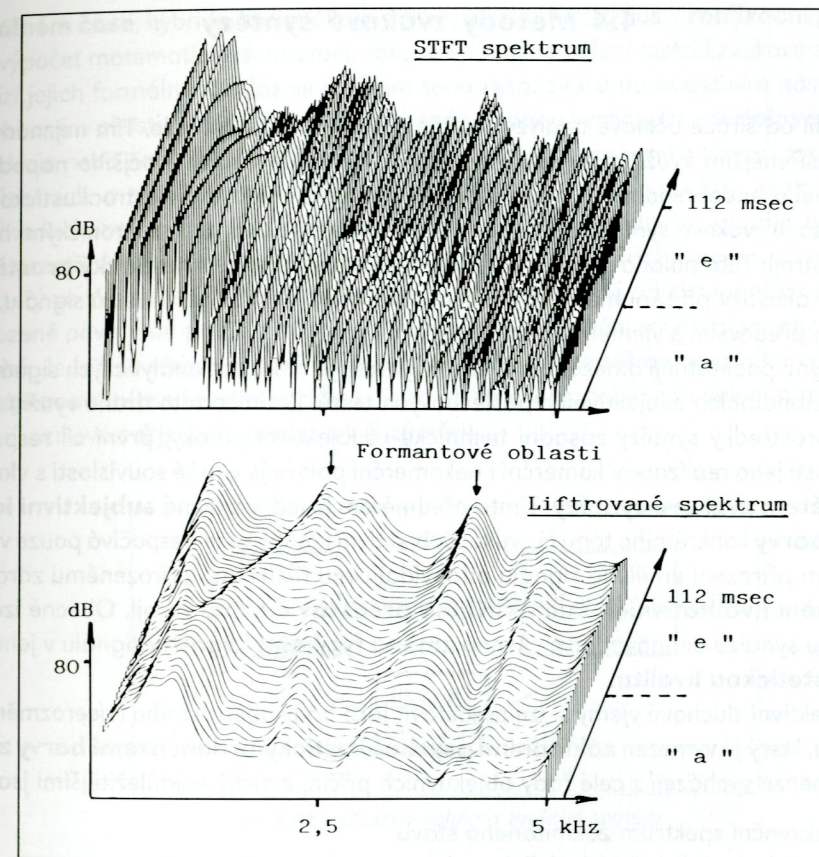
Analýza formantových oblastí ve spektrech tónu hudebních nástrojů nebo vokálů je spojena se základní statistickou úpravou, tj. s **průměrováním** spekter. V praxi toto průměrování vede v podstatě k vyloučení resp. potlačení závislosti spektra na daném parametru (čase, výšce či dynamice tónu, směru vyzařování atd.). Proces průměrování v čase může probíhat **lineárně**, tzn. že výsledné spektrum je sestaveno z aritmetických průměrů všech hodnot načítaných v daném časovém rozmezí, nebo může být **váhováno v čase** např. s exponenciálním odezníváním. V tomto případě výsledné spektrum zobrazuje pouze trvale opakující se hodnoty a naopak potlačuje hodnoty nahodilé. Tato spektra se označují jako dlouhodobě průměrovaná – **LTAS**. Při průměrování z hlediska výšky tónu lze jednoduše načíst spektra pro různé základní frekvence do jednoho grafu. Na obr. 4.45 je vyneseno průměrované výkonové spektrum vokálů „I“ v rozsahu $H - e^1$ (celkem 18 tónů) zpívaných barytonem.

Pro zpřesnění frekvenční polohy jednotlivých harmonických složek ve spektru tónu je možné buď zvolit velkou délku časového okénka nebo použít různých technik tzv. frekvenční lupy **ZOOM**.

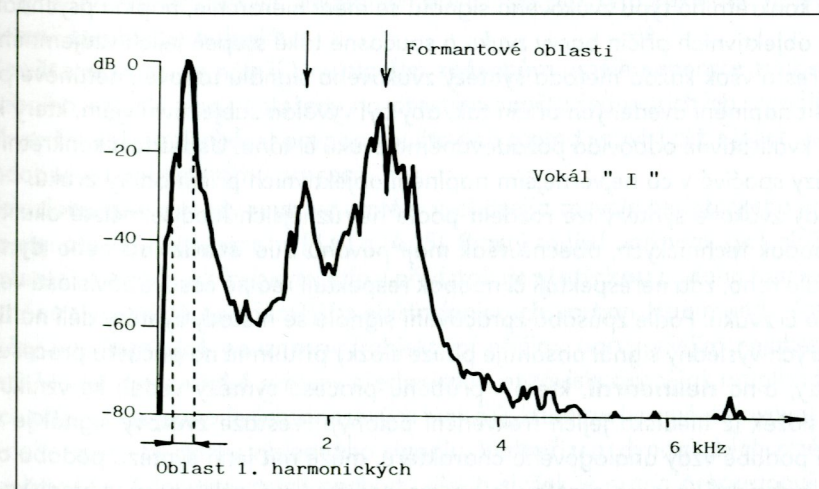
Uvedené metody analýzy signálu, které patří v hudební akustice k nejpoužívanějším, lze také ve smyslu obr. 4.1 rozdělit na metody, z jejichž výsledků lze hudební signál bezprostředně zpětně rekonstruovat, a na metody, které pro potřeby re-syntézy použitelná data vůbec neposkytují. Použití konkrétní metody analýzy se řídí především interpretovatelností jejich výsledků vůči subjektivnímu sluchovému vjemu. I když v tomto směru v podstatě žádná z uvedených metod nedává naprosto relevantní výsledky, tak použití zpětné syntézy při obecném či cíleném zkoumání např. zvukových vlastností hudebních nástrojů dle obr. 3.13 D se jeví jako nejvýhodnější.



Obr. 4.43 Kepstrální analýza vokálu „E“ (lit. 50)



Obr. 4.44 Spektrum a liftrované spektrum vokálů „ae“ (lit. 50)



Obr. 4.45 Průměrované spektrum vokálu „I“